

MRASに基づく誘導電動機定数の初期同定

杉本 英彦* 川崎 幸司**

Initial Identification of Constants of an Induction Motor Based on Model Reference Adaptive System

Hidehiko SUGIMOTO and Shoji KAWASAKI

(Received Aug. 31, 1991)

At vector control of an induction motor, the motor constants are used as the control constants. It is desired that the motor constants can be measured prior to the vector control automatically. In this paper, we propose an initial identification method of the motor constants based on Model Reference Adaptive System. The characteristic of this method is to use an inverter which controls the induction motor, and to identify the motor constants without generating the motor torque and rotating the motor.

1. まえがき

誘導電動機をベクトル制御する場合、誘導電動機の定数を制御定数として用いる。一般に、設計値や無負荷試験および拘束試験を行って求めた値を用いているが、オンラインで正確な値を得ることができる方法の開発が要求されている。本論文は、ベクトル制御に先立ち、誘導電動機の定数をMRAS（モデル規範適応システム）に基づき初期同定する方法を提案するものである。

MRASに基づくパラメータ同定の一般的理論については文献[1]に従った。本論文では誘導電動機の定数を同定するための方法を導出するとともに、それに従って行った定数同定のシミュレーション結果を示す。誘導電動機をベクトル制御するインバータを使って、誘導電動機にトルクを発生させたり、誘導電動機を回転させたりすることなく、その定数を同定できることが特徴であり、初期同定方法として適当なものである。

2. 同定方法 I²⁾

定数同定の対象は3相誘導電動機であるが、前述したように、誘導電動機にトルクを発生させた

り、誘導電動機を回転させたりすることなくその定数を同定するために、単相給電することにする。

2.1 状態方程式

3相誘導電動機の単相分の等価回路は図1で表され、その状態方程式は次式で表される。

$$P \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/\sigma L_r & R_s M/\sigma L_s L_r \\ R_r M/\sigma L_s L_r & -R_s/\sigma L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -M/\sigma L_s L_r \\ 1/\sigma L_s \end{bmatrix} v_s \quad (1)$$

ここで、 R_s 、 R_r は一次及び二次抵抗、 L_s 、 L_r は一次及び二次自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ は漏れ係数、 i_s 、 i_r は一次及び二次電流、 v_s は一次電圧、 $P = d/dt$ は微分演算子である。

(1)式において検出可能な変数は v_s と i_s であり、 i_r は検出不可能である。従って、 v_s を入力、 i_s を出力とする定数同定法を以下で導出する。

2.2 パラメータ同定の一般的理論

文献[1]によればパラメータ同定は次の手順で行うことができる。

(1) 同定器の構成を決める。同定器には種々の構成があるが、本論文では図2に示すように、同定アルゴリズムに出力誤差を用いる並列式同定器を採用した。

(2) 等価非線形フィードバック系を決定する。その構成を図3に示すが、同定アルゴリズムはこれを決定する過程で自ずと求まる。

(3) 等価非線形フィードバック系の内、非線形時変ブロックは次式で表されるポポフの積分不等式を満足するように決定する。

$$\int v^T w dt \geq -r_0^2 \quad (2)$$

ここで、 r_0^2 は有限の正の定数である。

(4) 等価非線形フィードバック系の内、線形定常ブロックはその伝達関数行列が強正実になるように決定する。

上記の手順に従い誘導電動機の定数同定法を以下で導出する。

2.3 数学モデルと線形定常ブロックの状態方程式(その1)

(1)式で表される誘導電動機の数学モデルの状態方程式は次式で表される。

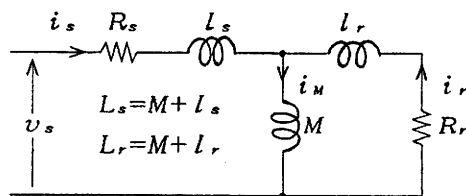


図1. 3相誘導電動機の単相分の等価回路

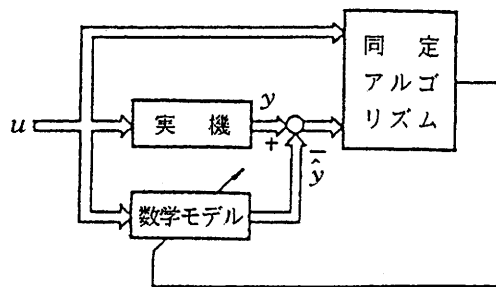


図2. 同定器の構成

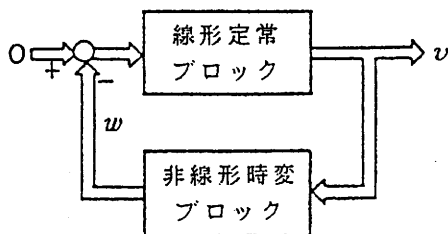


図3. 等価非線形フィードバック系

$$P \begin{bmatrix} \hat{i}_r \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{R}_r/\hat{\sigma}\hat{L}_r & \hat{R}_s\hat{M}/\hat{\sigma}\hat{L}_s\hat{L}_r \\ \hat{R}_r\hat{M}/\hat{\sigma}\hat{L}_s\hat{L}_r & -\hat{R}_s/\hat{\sigma}\hat{L}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_r \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{M}/\hat{\sigma}\hat{L}_s\hat{L}_r \\ 1/\hat{\sigma}\hat{L}_s \end{bmatrix} v_s \quad (3)$$

ここで、添字 $\hat{}$ は数学モデル内の定数および変数を表す。ただし、入力変数である v_s は実機、数学モデル共同じである。

線形定常ブロックの状態方程式は基本的には実機と数学モデルの状態方程式を引き算することによって求められる。

(1) 式から(3) 式を引くと次式が得られる。

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} i_r - \hat{i}_r \\ i_s - \hat{i}_s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_r/\sigma L_r & R_s M/\sigma L_s L_r \\ R_r M/\sigma L_s L_r & -R_s/\sigma L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r - \hat{i}_r \\ i_s - \hat{i}_s \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -R_r/\sigma L_r + \hat{R}_r/\hat{\sigma}\hat{L}_r & R_s M/\sigma L_s L_r - \hat{R}_s\hat{M}/\hat{\sigma}\hat{L}_s\hat{L}_r \\ R_r M/\sigma L_s L_r - \hat{R}_r\hat{M}/\hat{\sigma}\hat{L}_s\hat{L}_r & -R_s/\sigma L_s + \hat{R}_s/\hat{\sigma}\hat{L}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_r \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -M/\sigma L_s L_r + \hat{M}/\hat{\sigma}\hat{L}_s\hat{L}_r \\ 1/\sigma L_s - 1/\hat{\sigma}\hat{L}_s \end{bmatrix} v_s \end{aligned} \quad (4)$$

(4) 式は $i_s - \hat{i}_s$ と $i_r - \hat{i}_r$ が検出できれば、その右辺第2項及び第3項に含まれている定数同士の積、即ち、 $R_r/\sigma L_r$ 、 $R_s M/\sigma L_s L_r$ 、 $R_r M/\sigma L_s L_r$ 、 $R_s/\sigma L_s$ 、 $M/\sigma L_s L_r$ 及び $1/\sigma L_s$ を分解して R_s 、 R_r 、 L_s 、 L_r 及び M の全ての定数が同定できることを示唆している。

2.4 i_r が検出できないとき同定できる定数について

実際には、前述したように i_r は検出できない。 i_r が検出できないとき同定できる定数は v_s と i_s の間の伝達関数によって調べられる。それは次式で表される。

$$\frac{i_s(s)}{v_s(s)} = \frac{(1/\sigma L_s)(s + R_r/L_r)}{s^2 + (R_s/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r)s + R_s R_r/\sigma L_s L_r} \quad (5)$$

(5) 式から同定できる定数は、(5) 式中の定数同士の積和、即ち、 $1/\sigma L_s$ 、 $R_r/\sigma L_s L_r$ 、 $R_s/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r$ 及び $R_s R_r/\sigma L_s L_r$ を分解して得られる R_s 、 L_s 、 R_r/L_r 及び σ の4つである。従って、 R_r 、 L_r 、 M は同定できない。そこで、 i_r が検出できないときの同定には近似化が必要になる。妥当な近似化は一般によく行われている $L_r \approx L_s$ とすることであろう。それにより R_r 、 L_r および M の近似値が得られる。以下、この近似値を同定することにする。

2.5 数学モデルと線形定常ブロックの状態方程式(その2)

(4) 式右辺の第2項及び第3項は実機と数学モデルの状態変数の間に誤差を生じせしめる入力を示しており、それらの入力と検出できる状態変数の誤差、即ち、 $i_s - \hat{i}_s$ の間には次式の関係がある。

$$\begin{aligned} i_s - \hat{i}_s &= \frac{s}{s^2 + (R_s/\sigma L_s + \hat{R}_r/\hat{\sigma}\hat{L}_r)s + R_s R_r/\sigma L_s L_r} \left[\left(\frac{1}{\sigma L_s} - \frac{1}{\hat{\sigma}\hat{L}_s} \right) v_s \right. \\ &+ \frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{R_s} - \frac{1}{\hat{R}_s} \right) \frac{v_s}{s} + \left\{ \left(-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{\hat{R}_s}{\hat{\sigma}\hat{L}_s} + \frac{\hat{R}_r}{\hat{\sigma}\hat{L}_r} \right) \right. \\ &\left. \left. + \left(\frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} - \frac{\hat{R}_s \hat{R}_r}{\hat{\sigma}\hat{L}_s \hat{L}_r} \right) \frac{\hat{L}_s}{\hat{R}_s} \right\} \hat{i}_s + \left(\frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} - \frac{\hat{R}_s \hat{R}_r}{\hat{\sigma}\hat{L}_s \hat{L}_r} \right) \frac{\hat{M}}{\hat{R}_s} \hat{i}_r \right] \end{aligned} \quad (6)$$

(6) 式の右辺の第3項と第4項には同じ定数が含まれているので複雑である。そこで、一次鎖交磁束 $\lambda_s = L_s i_s + M i_r$ を用いて、(6) 式を簡単化すると次式が得られる。

$$i_s - \hat{i}_s = \frac{s}{s^2 + (R_s/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r)s + R_s R_r/\sigma L_s L_r} \left\{ \left(\frac{1}{\sigma L_s} - \frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} \right) v_s \right. \\ \left. + \frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{R_s} - \frac{1}{\hat{R}_s} \right) \frac{v_s}{s} + \left(-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{\hat{R}_s}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} + \frac{\hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_r} \right) \hat{i}_s \right. \\ \left. + \left(\frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} - \frac{\hat{R}_s \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r} \right) \frac{\hat{\lambda}_s}{\hat{R}_s} \right\} \quad (7)$$

よって、(7) 式を用いると、線形定常ブロックの状態方程式は次式のようになる。

$$P \begin{bmatrix} -\lambda_s/R_s + \hat{\lambda}_s/\hat{R}_s \\ i_s - \hat{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -R_s R_r/\sigma L_s L_r - R_s/\sigma L_s - R_r/\sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\lambda_s/R_s + \hat{\lambda}_s/\hat{R}_s \\ i_s - \hat{i}_s \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -R_s R_r/\sigma L_s L_r + \hat{R}_s \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r - R_s/\sigma L_s - R_r/\sigma L_r + \hat{R}_s/\hat{\sigma} \hat{L}_s + \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_r \end{bmatrix} \\ \times \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_s/\hat{R}_s \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/R_s + 1/\hat{R}_s \\ 1/\sigma L_s - 1/\hat{\sigma} \hat{L}_s \end{bmatrix} v_s \quad (8)$$

また、(7) 式の中括弧中の定数同士の積和を分解して得られる定数は(5) 式中の定数同士の積和を分解して得られる定数と一致するので、(7) 式は線形定常ブロックの状態方程式として適当なものである。

よって、(8) 式から、(1) 式は(9) 式のように変形でき、(3) 式は(10) 式のように変形できる。

$$P \begin{bmatrix} -\lambda_s/R_s \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -R_s R_r/\sigma L_s L_r - R_s/\sigma L_s - R_r/\sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\lambda_s/R_s \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/R_s \\ 1/\sigma L_s \end{bmatrix} v_s \quad (9)$$

$$P \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_s/\hat{R}_s \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\hat{R}_s \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r - \hat{R}_s/\hat{\sigma} \hat{L}_s - \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_s/\hat{R}_s \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/\hat{R}_s \\ 1/\hat{\sigma} \hat{L}_s \end{bmatrix} v_s \quad (10)$$

(10) 式は数学モデルの別表現であり、以下、数学モデルとしてこの式を採用する。

2.6 線形定常ブロックの決定

先に述べたように線形定常ブロックの伝達関数行列は強正実でなければならない。この場合、その伝達関数 $G(s)$ は(7) 式の一部と強正実にするための補償器の伝達関数 $C(s)$ とから次式で表される。

$$G(s) = C(s) \frac{s}{s^2 + (R_s/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r)s + R_s R_r/\sigma L_s L_r} \quad (11)$$

$G(s)$ は $C(s)$ が次式を満足するとき強正実である。

$$C(s) = c_1 + c_0/s \quad (12)$$

ただし、 $c_0 > 0$ 、 $c_1/c_0 > 1/(R_s/\sigma L_s + R_r/\sigma L_r)$

従って、線形定常ブロックの出力 v は次式で表される。

$$v = C(s)(i_s - \hat{i}_s) \quad (13)$$

なお、 $c_0 = 0$ のとき、 $\text{Re}[G(j\omega)]$ は $\omega = 0$ で 0、 $\omega \neq 0$ で正であり、正実である。従って、

$c_0 = 0$ としても(7)式右辺の中括弧内の入力として交流分を与えれば定数同定可能である。

2.7 非線形時変ブロックの決定

非線形時変ブロックは(2)式で表されたボボフの積分不等式を満足するように決定する。(2)式の v は(13)式で表され、 w は(7)式右辺の中括弧内の符号を逆にしたものであるから次式で表される。

$$w = \left(\frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} - \frac{1}{\sigma L_s} \right) v_s + \frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\hat{R}_s} - \frac{1}{R_s} \right) \frac{v_s}{s} \\ + \left(-\frac{\hat{R}_s}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} - \frac{\hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \hat{i}_s + \left(\frac{\hat{R}_s \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r} - \frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} \right) \frac{\hat{\lambda}_s}{\hat{R}_s} \quad (14)$$

v 、 w が(13)、(14)式で表されるとき、(2)式を満足させるためには(14)式中の操作できる量、即ち、 $1/\hat{\sigma} \hat{L}_s$ 、 $1/\hat{R}_s$ 、 $-\hat{R}_s/\hat{\sigma} \hat{L}_s - \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_r$ 、 $\hat{R}_s \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r$ を(15)～(18)式のように操作することで可能になる。

$$\frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} = k_{p1} \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} v_s + k_{i1} \int_0^t \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} v_s dt + \frac{1}{\hat{\sigma}^0 \hat{L}_s^0} \quad (15)$$

$$\frac{1}{\hat{R}_s} = \frac{\sigma L_s L_r}{R_s R_r} \left[k_{p2'} \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \frac{v_s}{p} + k_{i2'} \int_0^t \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \frac{v_s}{p} dt \right] \\ + \frac{1}{\hat{R}_s^0} \quad (16)$$

$$\frac{\hat{R}_s \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r} = k_{p4} \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \frac{\hat{\lambda}_s}{\hat{R}_s} + k_{i4} \int_0^t \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \frac{\hat{\lambda}_s}{\hat{R}_s} dt + \frac{\hat{R}_s^0 \hat{R}_r^0}{\hat{\sigma}^0 \hat{L}_s^0 \hat{L}_r^0} \quad (17)$$

$$-\frac{\hat{R}_s}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} - \frac{\hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_r} = k_{p3} \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \hat{i}_s + k_{i3} \int_0^t \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \hat{i}_s dt \\ - \frac{\hat{R}_s^0}{\hat{\sigma}^0 \hat{L}_s^0} - \frac{\hat{R}_r^0}{\hat{\sigma}^0 \hat{L}_r^0} \quad (18)$$

ここで、 $k_{p1} \sim k_{p4} \geq 0$ 、 $k_{i1} \sim k_{i4} > 0$ である。後者が0を含まないのは後述する同定器の設計において定数同定の定常偏差を0にするためである。また、各定数の右肩の添字0は積分器の初期値を表している。初期値は任意の定数であってよい。さらに、(16)式中の $k_{p2'}$ 、 $k_{i2'}$ については、それらと $\sigma L_s L_r / R_s R_r$ との積を(19)、(20)式のように k_{p2} 、 k_{i2} として扱って構わない。

$$k_{p2} = (\sigma L_s L_r / R_s R_r) k_{p2'} \quad (19)$$

$$k_{i2} = (\sigma L_s L_r / R_s R_r) k_{i2'} \quad (20)$$

2.8 同定アルゴリズムの決定

以上の理論展開によって同定アルゴリズムが決定できる。まとめると(21)～(24)式のようになる。

$$1/\hat{\sigma} \hat{L}_s = (k_{p1} + k_{i1}/s) \{(c_1 + c_0/s)(i_s - \hat{i}_s)\} v_s \quad (21)$$

$$1/\hat{R}_s = (k_{p2} + k_{i2}/s) \{(c_1 + c_0/s)(i_s - \hat{i}_s)\} (v_s/s) \quad (22)$$

$$-\hat{R}_s/\hat{\sigma} \hat{L}_s - \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_r = (k_{p3} + k_{i3}/s) \{(c_1 + c_0/s)(i_s - \hat{i}_s)\} \hat{i}_s \quad (23)$$

$$\hat{R}_s \hat{R}_r/\hat{\sigma} \hat{L}_s \hat{L}_r = (k_{p4} + k_{i4}/s) \{(c_1 + c_0/s)(i_s - \hat{i}_s)\} \hat{\lambda}_s/\hat{R}_s \quad (24)$$

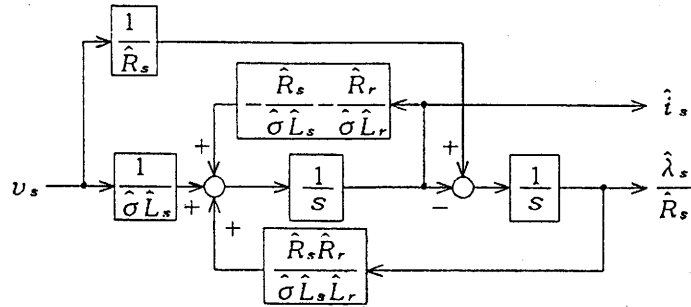


図4. 数学モデルのブロック線図

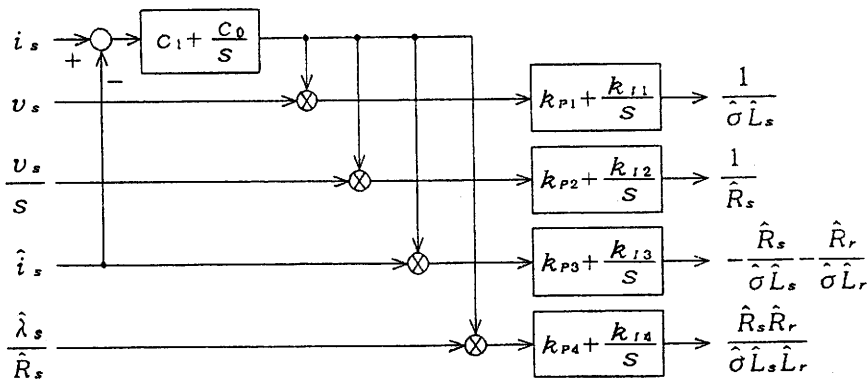
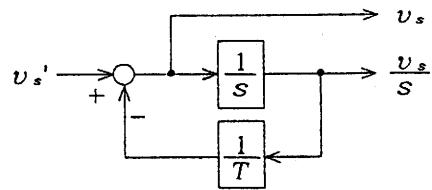


図5. 定数同定器のブロック線図（同定方法Ⅰ）

2.9 図的説明

以上述べたことを図的に説明する。図4は(9)式から得られる数学モデルのブロック線図である。定数同定に必要な \hat{i}_s 、 $\hat{\lambda}_s/\hat{R}_s$ が得られるようになっていると共に、同定する定数が配置されている。図5は(21)～(24)式から得られる定数同定器のブロック線図である。乗算器と比例積分器で構成されている。図6は同定に必要な v_s の

積分器である。 v_s の積分を得るのに一次遅れを利用しているのは、単なる積分器を用いたとき生ずるオフセットの影響を避けるためである。 T は1 s程度とする。

図6. v_s の積分器

3. 同定方法Ⅱ

前述した同定方法では4つの定数を同時に同定するため収束性のよいゲインの決め方が難しく、全ての定数が同定できるまでにはかなりの時間を要する。そこで、このことを改善するために、4つの定数を同時に同定せず、まず直流電圧を与えて \hat{R}_s を同定し、次に高周波の交流電圧を与え

て $\hat{\sigma}\hat{L}_s$ 、 \hat{R}_r を同定し、最後に、これら3つの定数が同定できた後に \hat{L}_r を同定する方法を導出する。これにより、同時に同定する定数は最大2つとなり、収束性のよいゲインの決め方が容易になる。

3.1 \hat{R}_s の同定

図1の回路に直流電圧を加えた後、比較的長い時間が経過すると、電流はほとんど M の方に流れ、 $i_M \approx i_s$ と近似できる。従って、 $1/\hat{R}_s$ は、(25) 式のように定常状態での i_s と \hat{i}_s の差を積分すれば同定できる。(25) 式において、 i_s と \hat{i}_s の差に v_s が掛けてあるのは、電流の向きに関係なく同定できるようにするためである。

$$\frac{1}{\hat{R}_s} = h_{p1}(i_s - \hat{i}_s)v_s + h_{i1} \int_0^t (i_s - \hat{i}_s)v_s dt + \frac{1}{\hat{R}_s^0} \quad (25)$$

ここで、 $h_{p1} \geq 0$ 、 $h_{i1} > 0$ である。

3.2 $\hat{\sigma}\hat{L}_s$ 、 \hat{R}_r の同定

図1の回路に高周波の交流電圧を与えると、 M によるリアクタンスが大きくなるので、電流はほとんど R_r の方に流れ、 $i_r \approx i_s$ と近似できる。このことを、後に示す誘導電動機の定数を用いて i_r/i_s のボード線図を描いて示すと図7のようになり、高周波では $i_r \approx i_s$ となっている。このときの状態方程式は、 $l_r \ll M$ として $\sigma L_s \approx l_s + l_r$ となるから、次式のようなになる。

$$P i_s = - \frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} i_s + \frac{1}{\sigma L_s} v_s \quad (26)$$

(26) 式で表される誘導電動機の数学モデルの状態方程式は、 \hat{M} の初期値を大きく設定しておくことで次式で表される。

$$P i_s = - \frac{\hat{R}_s + \hat{R}_r}{\hat{\sigma}\hat{L}_s} i_s + \frac{1}{\hat{\sigma}\hat{L}_s} v_s \quad (27)$$

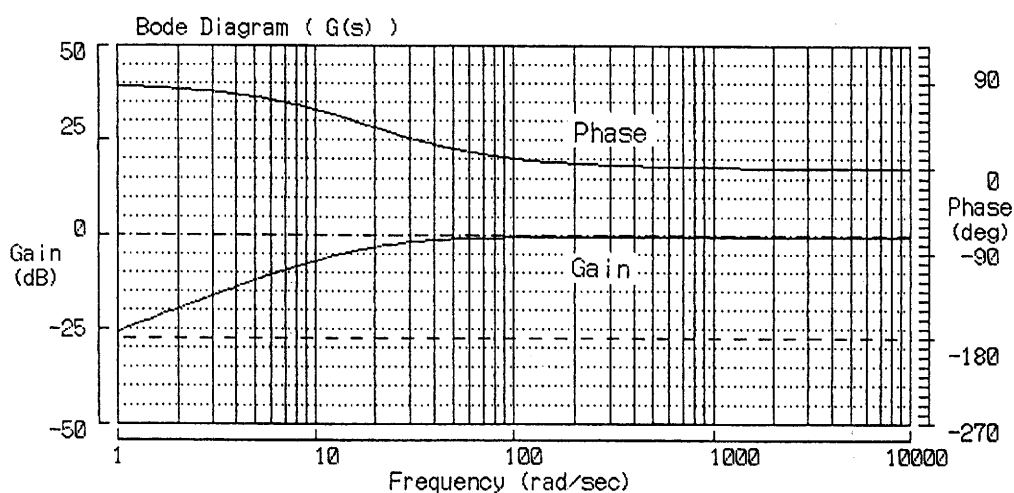


図7. i_r/i_s のボード線図

よって、線形定常ブロックの状態方程式は(26)、(27)式から次式になる。

$$P(i_s - \hat{i}_s) = -\frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} (i_s - \hat{i}_s) + \left(-\frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} + \frac{\hat{R}_s + \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} \right) \hat{i}_s + \left(\frac{1}{\sigma L_s} - \frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} \right) v_s \quad (28)$$

(28)式から、実機と数学モデルの状態変数の間に誤差を生じせしめる入力と状態変数の誤差の間には次式の関係がある。

$$i_s - \hat{i}_s = \frac{1}{s + (R_s + R_r)/\sigma L_s} \left\{ \left(\frac{1}{\sigma L_s} - \frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} \right) v_s + \left(-\frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} + \frac{\hat{R}_s + \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} \right) \hat{i}_s \right\} \quad (29)$$

よって、同定方法Ⅰのときと同じように考えると、(2)式の w は(30)式のようになる。

$$w = \left(\frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} - \frac{1}{\sigma L_s} \right) v_s + \left(-\frac{\hat{R}_s + \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} + \frac{R_s + R_r}{\sigma L_s} \right) \hat{i}_s \quad (30)$$

w が(30)式で表されるとき、(2)式を満足させるためには $1/\hat{\sigma} \hat{L}_s$ 、 $-(\hat{R}_s + \hat{R}_r)/\hat{\sigma} \hat{L}_s$ を(31)、(32)式とすることで可能になり、3.1で \hat{R}_s が同定できているので、 $\hat{\sigma} \hat{L}_s$ 、 \hat{R}_r が同定できる。また、線形定常ブロックの伝達関数行列は(29)式より、明らかに強正実であるので補償器は不要である。

$$\frac{1}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} = h_{p2}(i_s - \hat{i}_s)v_s + h_{i2} \int_0^t (i_s - \hat{i}_s)v_s dt + \frac{1}{\hat{\sigma}^0 \hat{L}_s^0} \quad (31)$$

$$-\frac{\hat{R}_s + \hat{R}_r}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} = h_{p3}(i_s - \hat{i}_s)\hat{i}_s + h_{i3} \int_0^t (i_s - \hat{i}_s)\hat{i}_s dt - \frac{\hat{R}_s^0 + \hat{R}_r^0}{\hat{\sigma}^0 \hat{L}_s^0} \quad (32)$$

ここで、 $h_{p2} \sim h_{p3} \geq 0$ 、 $h_{i2} \sim h_{i3} > 0$ である。

3.3 \hat{L}_r の同定

\hat{L}_r の同定方法は、基本的に2.6、2.7で述べた方法と同じである。ただ、3.1、3.2により \hat{R}_s 、 $\hat{\sigma} \hat{L}_s$ 、 \hat{R}_r が同定できているので、簡単化できる。即ち、(2)式の w は(14)式から(33)式のようになり、このとき(2)式を満足させるためには $1/\hat{L}_r$ を(34)式のように操作することで可能になる。

$$w = \frac{R_r}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\hat{L}_r} - \frac{1}{L_r} \right) \hat{\lambda}_s \quad (33)$$

$$\frac{1}{\hat{L}_r} = \frac{\sigma L_s}{R_r} \left[h_{p4}' \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \hat{\lambda}_s + h_{i4}' \int_0^t \{C(P)(i_s - \hat{i}_s)\} \hat{\lambda}_s dt \right] + \frac{1}{\hat{L}_r^0} \quad (34)$$

(34)式中の h_{p4}' 、 h_{i4}' については、それらと $\sigma L_s/R_r$ との積を(35)、(36)式のように h_{p4} 、 h_{i4} として扱って構わない。

$$h_{p4} = (\sigma L_s/R_r) h_{p4}' \quad (35)$$

$$h_{i4} = (\sigma L_s/R_r) h_{i4}' \quad (36)$$

ここで、 $h_{p4} \geq 0$ 、 $h_{i4} > 0$ である。

3.4 図的説明

以上の理論展開によって同定アルゴリズムが決定できたので、それを図的に説明する。数学モデルのブロック線図は図4のものと基本的に同じである。図8は(25)、(31)、(32)、(34)式から得られる定数同定器のブロック線図である。但し、 v_s には、 \hat{R}_s の同定では直流を与え、 $\hat{\sigma} \hat{L}_s$ 、 \hat{R}_r の同定では高周波の交流を与え、 \hat{L}_r の同定では後述するように、また別の周波

数の交流を与える。

4. シミュレーション

前述したように、同定方法Ⅰに比べⅡは同定器のゲインの決め方が容易であるので、同定方法Ⅱのシミュレーションを行なった。シミュレーションに用いた誘導電動機の定数は表1の通りである。

4.1 システム構成

図9にシミュレーションで用いたシステムの構成を示す。

4.2 シミュレーション方法

図9のシステムにおいて単相給電と等価にするため、 $\theta = 0$ とする。そして、固定した直交軸（ d, q : d 軸を一次 u 相巻線軸に合わせる）から θ だけずれた直交軸（ γ, δ : ここでは d, q 軸と一致）上の電圧 v_{rs} に所定値を印加し、 v_{os} は0とする。このとき、誘導電動機の u 相には次式で表される電圧 v_u が印加される。これは（8）式の v_s に相当する。

$$v_u = \sqrt{2/3} v_{rs} = v_s \quad (37)$$

なお、 v, w 相には次式で表される電圧 v_v, v_w が印加される。

$$v_v = v_w = -\sqrt{1/3} v_{rs} \quad (38)$$

また、誘導電動機の u 相に流れる i_u は次式で表される。これは（8）式の i_s に相当する。

$$i_u = \sqrt{2/3} i_{rs} = i_s \quad (39)$$

なお、 v, w 相に流れる電流 i_v, i_w は次式で表される。

$$i_v = i_w = -\sqrt{1/3} i_{rs} \quad (40)$$

表1. 誘導電動機の定数

定格出力	: 400 W
定格回転速度	: 2000 rpm
R_s	: 0.843 Ω (115 $^{\circ}\text{C}$)
R_r	: 1.432 Ω (115 $^{\circ}\text{C}$)
L_s	: 0.077 H
L_r	: 0.077 H
M	: 0.07324 H
σ	: 0.0953
p (極対数)	: 2
無負荷電流	: 2.4 A
定格一次電流	: 3.7 A

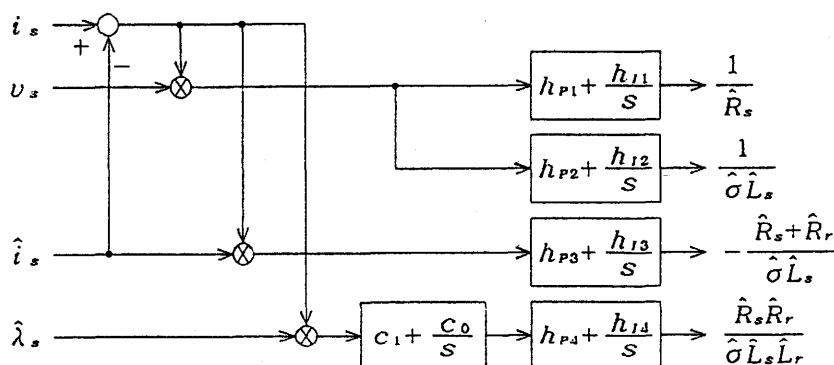


図8. 定数同定器のブロック線図（同定方法Ⅱ）

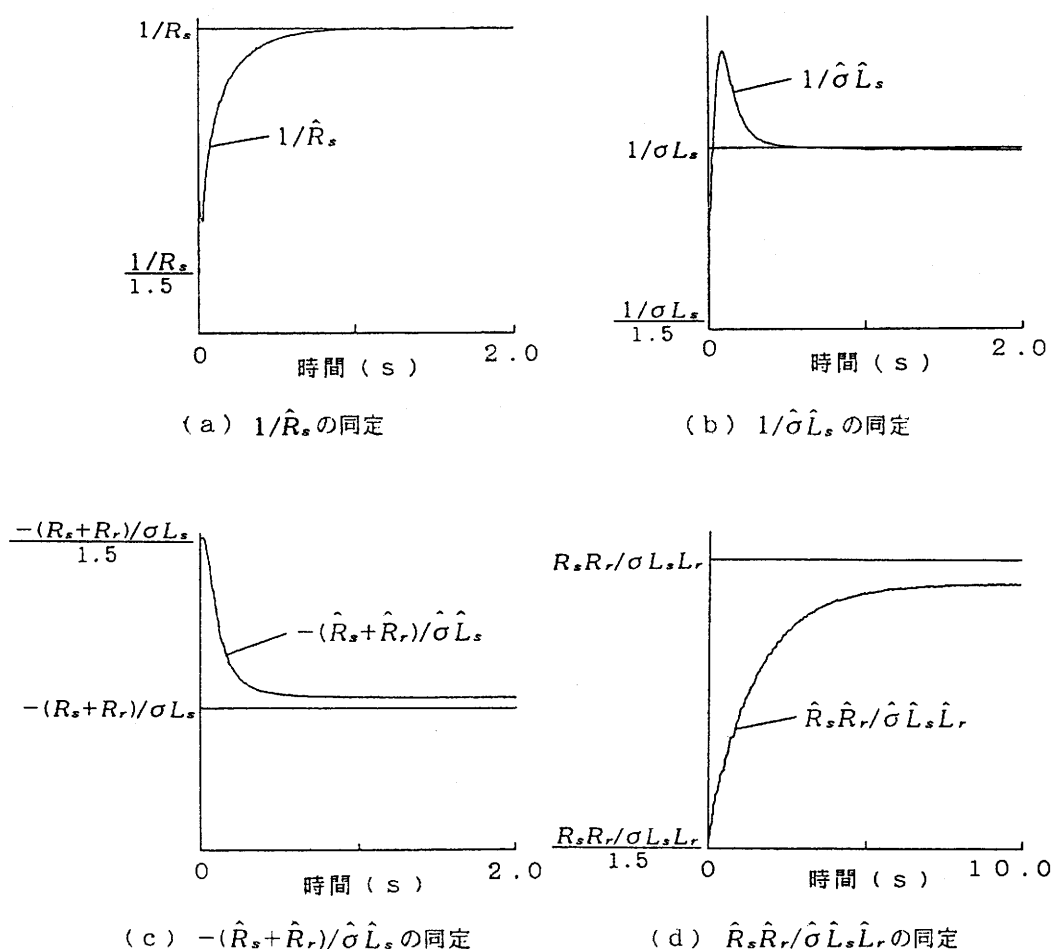


図9. シミュレーション結果

5. あとがき

以上、MRASに基づく誘導電動機定数の初期同定の理論とシミュレーションについて述べた。

誘導電動機の定数は、誘導電動機をセンサレスベクトル制御³⁾するような場合、インバータ制御装置の制御パラメータの初期設定に使用する。従って、誘導電動機を駆動するインバータ制御装置で直接、しかも、誘導電動機を機械に据え付けたまま、誘導電動機の定数を同定できるのが望ましい。そこで、インバータ制御装置から誘導電動機に単相給電して同定できるような同定アルゴリズムを導出した。誘導電動機は、単相給電ではトルクを発生せず回転しないからである。同定は誘導電動機にインバータから供給する一次電圧と一次電流を使って行うようにした。従って、同定のための特別なセンサは不要である。このような同定条件では、5つある定数の内、一次インダクタンスと二次インダクタンスは等しいものとして、4つしか同定できないが、実用上の問題は少ない。

同定する4つの定数を、同時に同定する同定アルゴリズムと、時分割して同時には最大2つしか

同定しない同定アルゴリズムの2つを示した。同定器のゲインの決定は後者の方が簡単で、また同定時間も後者の方が短いので、後者のシミュレーション結果を示した。その結果は良好であった。

参考文献

- [1] I.D.Landau & M.Tomizuka: 適応制御システムの理論と実際(昭56)オーム社
- [2] 杉本、今中、矢野:「モデル規範適応システムに基づく誘導電動機定数の初期同定」電気学会産業電力電気応用研究会資料 IEA-88-18、111-120(1988)
- [3] 杉本、玉井、矢野:「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御」電気学会論文誌D、108、306(昭63-3)